

日本国特許庁
PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

Y. Kawanabe
Filed 3/4/00
Q 57824
10009957500
10009957500
02/04/00

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている
事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed
in this Office.

願年月日
Date of Application:

1999年 2月 5日

願番号
Application Number:

平成11年特許願第029336号

願人
Applicant(s):

埼玉日本電気株式会社

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

1999年10月22日

特許庁長官
Commissioner,
Patent Office

近藤 隆



出証番号 出証特平11-3072151

【書類名】 特許願
【整理番号】 14001224
【提出日】 平成11年 2月 5日
【あて先】 特許庁長官 殿
【国際特許分類】 H01Q 3/04
【発明者】
【住所又は居所】 埼玉県児玉郡神川町大字元原字豊原300番18 埼玉
日本電気株式会社内
【氏名】 川鍋 吉孝
【特許出願人】
【識別番号】 390010179
【氏名又は名称】 埼玉日本電気株式会社
【代理人】
【識別番号】 100102864
【弁理士】
【氏名又は名称】 工藤 実
【選任した代理人】
【識別番号】 100099553
【弁理士】
【氏名又は名称】 大村 雅生
【手数料の表示】
【予納台帳番号】 053213
【納付金額】 21,000円
【提出物件の目録】
【物件名】 明細書 1
【物件名】 図面 1
【物件名】 要約書 1
【包括委任状番号】 9800484
【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 符号分割多元接続システムにおける基地局

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

複数の移動局の各々に対応する拡散変調が施された送信信号を受信する為のアンテナ素子を複数備えたアンテナ部と、

複数のアンテナ素子の各々に対応して、前記受信信号に周波数変換を施す為の周波数変換部と、

前記周波数変換された受信信号を合成して合成信号を生成する為の合成部と、

前記合成信号に周波数逆変換を施し、アナログ信号である前記周波数逆変換された合成信号をデジタル信号に変換する為の受信部と、

前記複数のアンテナ素子の各々に対応して、拡散復調処理を前記デジタル信号に施し、前記複数の移動局の各々の到来方向を特定する為の信号処理部とから成る事を特徴とする符号分割多元接続システムにおける基地局。

【請求項 2】

前記周波数変換部は、前記複数のアンテナ素子の各々に対応する周波数変換手段を備え、前記周波数変換手段は、

予め設定されたアンテナ素子に対応する周波数を与える信号を発生する為の発振手段を具備する事を特徴とする請求項1記載の符号分割多元接続システムにおける基地局。

【請求項 3】

前記周波数変換部は、前記複数のアンテナ素子の各々に対応する周波数変換手段と、基準周波数を与える信号を発生する為の発振手段とを備え、前記周波数変換手段は、

予め設定されたアンテナ素子に対応する値に基づいて、前記基準周波数をシフトする為の倍増手段を具備する事を特徴とする請求項1記載の符号分割多元接続システムにおける基地局。

【請求項 4】

前記信号処理部は、

前記複数のアンテナ素子の各々に対応する拡散復調手段を備える拡散復調部と、前記拡散復調手段は、前記複数の移動局の各々に対応する拡散符号と、前記周波数変換における基準周波数との差とに基づいた前記拡散復調処理を前記デジタル信号に施して前記複数の移動局毎に復調データを出力し、

前記複数の移動局の各々に対応する判定手段を備えた判定部と、前記判定手段は、予め設定された移動局に対応する前記復調データを入力して、前記到来方向を特定する為の遅延時間判定を実行し、

前記複数の移動局の各々に対応するフェージング対策手段を備えたフェージング対策部とを具備する事を特徴とする請求項1記載の符号分割多元接続システムにおける基地局。

【請求項5】

前記合成信号及び前記周波数逆変換された合成信号の周波数スペクトルは、前記複数のアンテナ素子の各々に対応する前記受信信号の周波数スペクトルにより形成され、

前記複数のアンテナ素子の各々に対応する前記受信信号の周波数スペクトルは、前記周波数変換における基準周波数に基づいて、互いに重ならず実質的に連続して周波数軸上に分布する事を特徴とする請求項1記載の符号分割多元接続システムにおける基地局。

【請求項6】

前記複数のアンテナ素子の各々に対応する前記受信信号間における位相差は、前記デジタル信号において実質的に保持される事を特徴とする請求項1記載の符号分割多元接続システムにおける基地局。

【請求項7】

前記複数のアンテナ素子数は、2つである事を特徴とする請求項1乃至6の何れかに記載の符号分割多元接続システムにおける基地局。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は符号分割多元接続システムにおける基地局に関し、特に、複数のアン

テナの各々に対応する受信信号間の位相差の検出処理、及び移動局の到來方向の判定処理を正確に実行する符号分割多元接続システムにおける基地局に関する。

【0002】

【従来の技術】

符号分割多元接続 (Code Division Multiple Access) 方式による移動体通信システムが普及している。基地局は、サービスエリアにおいて複数の移動局の各々からの信号を受信する受信装置として重要な役割を担う。

【0003】

基地局のアンテナ装置として、アダプティブ・アレイアンテナが採用されている。アダプティブ・アレイアンテナは、複数の無指向性アンテナ素子から構成される。複数の無指向性アンテナ素子は、各々から出力される受信信号が電気的に合成される事により指向性アンテナとして動作する。

【0004】

アダプティブ・アレイアンテナにおいて、受信信号間の位相差が正確に検出される事が要求される。更に、複数の無指向性アンテナ素子の各々は、検出された位相差に基づく移動局の到來方向に応じて、適切に制御される事が要求される。

【0005】

本発明に関連する公知技術として、特開平6-242229号公報では、高距離分解能を実現するレーダ装置に関する技術が開示されている。このレーダ装置は、受信時間補正手段と受信ビーム指向方向制御手段とを備える。受信時間補正手段は、複数のアンテナ素子の各々の受信信号を時間補正信号に応じて遅延する。受信ビーム指向方向制御手段は、アンテナビームの形成方向に関して、各アンテナ素子で受ける電波の到來時間が位相一致面で同一と成る様に時間補正信号を発生する。

【0006】

又、特開平8-172312号公報では、移動体受信アンテナシステムに関する技術が開示されている。移動体受信アンテナシステムは、同相合成する為の局部発振器とモノパルス回路の局部発振器とが共通化される。複数のアンテナの各々に対応して発生される第2中間周波数のずれが実質的に解消され、位相検出誤

差を含まない位相差信号が発生される。

【0007】

更に、特開平10-70502号公報では、通信スロット或いは通信チャネルの利用効率を向上する移動体通信における指向性制御アンテナ装置に関する技術が開示されている。この移動体通信システムはアレーアンテナと、周波数変換手段と、到来方向推定手段及びアンテナ指向性制御手段とから構成される。アレーアンテナは、移動局からの信号を受信する。周波数変換手段は、受信信号を中間周波数或いはベースバンド周波数を有する信号に変換する。到来方向推定手段は、変換された信号に基づいて移動局の存在方向を推定する。

【0008】

従来のアダプティブ・アレイアンテナは、複数の無指向性アンテナ素子の各々に対応する受信部及び信号処理部を備える事が必要とされる。従って、アンテナ装置の規模が大きくなる。

【0009】

又、複数の無指向性アンテナ素子の各々に対応する受信部において、従来ダブルスーパー・ヘテロダイイン方式が採用されている。従って、受信部内に周波数逆変換（ダウンコンバート）用の発振器が必要とされる。この発振器は、局部発振された信号を発生する。複数のアンテナの各々に対応して局部発振された信号間にには、位相ノイズによる位相誤差が発生する。従って、複数の無指向性アンテナ素子の各々に対応する受信信号間の位相差が、正確に検出される事は難しい。

【0010】

複数の無指向性アンテナ素子の各々に対応する受信信号間の位相差を正確に検出して、複数の移動局の各々の到来方向を正確に判断する基地局が望まれる。

又、この基地局が、受信信号間の正確な位相差を検出する為に、上記受信信号に対し、複数のアンテナ素子の各々に対応して異なる周波数変換を施す機能を有する事が望ましい。

更に、この基地局が、受信信号間の正確な位相差を検出する為に、上記周波数変換後の受信信号の各々を合成し、合成信号に周波数逆変換処理を施す機能を有する事が望ましい。

又、更に、この基地局が、上記周波数逆変換された合成信号をデジタル信号として処理する事により、移動局の到来方向を高精度に判定する機能を有する事が望まれる。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】

本発明の目的は、複数の無指向性アンテナ素子の各々に対応する受信信号間の位相差を正確に検出し、複数の移動局の各々の到来方向を正確に判断する基地局を提供する事に有る。

又、本発明の他の目的は、上記受信信号に対し、複数のアンテナ素子の各々に対応する周波数変換を施す機能を有する基地局を提供する事にある。

更に、本発明の他の目的は、上記周波数変換後の受信信号の各々を合成し、合成信号に周波数逆変換処理を施す機能を有する基地局を提供する事にある。

又、更に、本発明の他の目的は、上記周波数逆変換された合成信号をデジタル信号として処理する事により、移動局の到来方向を高精度に判定する機能を有する基地局を提供する事にある。

又、更に、本発明の他の目的は、上記基地局に対し、少ないアンテナ数を備えて、移動局の到来方向を高精度に判定する機能を有する基地局を提供する事にある。

【0012】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成する為に、本発明の符号分割多元接続（以下、CDMA）システムにおける基地局（105）は（図1参照）、アンテナ部と、周波数変換部（111）と、合成部（115）と、受信部（119）及び信号処理部（123）とから構成される。

【0013】

この場合、アンテナ部は、複数の移動局（101-1'～n'）の各々に対応する拡散変調が施された送信信号（103-1'～n'）を受信する為のアンテナ素子（107-1～n）を複数備える。周波数変換部（111）は、複数のアンテナ素子（107-1～n）の各々に対応して、受信信号（109-1～n）

に周波数変換を施す。合成部（115）は、周波数変換された受信信号（113-1～n）を合成して合成信号（117）を生成する。受信部（119）は、合成信号（117）に周波数逆変換を施し、アナログ信号である周波数逆変換された合成信号（図示せず）をデジタル信号（121）に変換する。信号処理部（123）は、複数のアンテナ素子の各々に対応して、拡散復調処理をデジタル信号（121）に施し、複数の移動局（101-1'～n'）の各々の到来方向を特定する。

【0014】

又、この場合、上記周波数変換は（図2及び図6（A）参照）、複数のアンテナ素子（107-1～n）の各々に対応して、受信信号（109-1～n）の中心周波数が基準周波数（ f_0 ）の整数倍（1からアンテナ素子の全体数n）に変換される事が好ましい。

【0015】

更に、この場合、周波数変換部（111）は（図4参照）、複数のアンテナ素子（107-1～n）の各々に対応する周波数変換手段を備える。

この場合、周波数変換手段（一般に、アンテナ素子107-nに対応する周波数変換手段）は、受信信号（109-n）を増幅する為の増幅手段（135-n）と、予め設定されたアンテナ素子（107-n）に対応する周波数（ $n \times f_0$ ）を与える信号を発生する為の発振手段（141-n）と、増幅された受信信号（137-n）を上記周波数に基づいて周波数変換する為の混合手段（139-n）とを具備する事が好ましい。

【0016】

又、周波数変換部（111'）は（図8参照）、複数のアンテナ素子（107-1～n）の各々に対応する周波数変換手段と、基準周波数（ f_0 ）を与える信号を発生する為の発振手段（141）とを備える。

この場合、周波数変換手段（一般に、アンテナ素子107-nに対応する周波数変換手段）は、受信信号（109-n）を増幅する為の増幅手段（135-n）と、予め設定されたアンテナ素子に対応する値（n）に基づいて、基準周波数を与える信号の周波数をシフトする為の遅倍手段（142-n）と、増幅された

受信信号（137-n）をシフトされた基準周波数に基づいて周波数変換する為の混合手段（139-n）とを具備する事が好ましい。

【0017】

又、更に、信号処理部（123）は（図2参照）、拡散復調部（125）と判定部（129）及びフェージング対策部（133）とを備える。拡散復調部（125）は、複数のアンテナ素子（107-1～n）の各々に対応する拡散復調手段（125-1～n）を備える。判定部（129）は、複数の移動局（101-1'～n'）の各々に対応する判定手段（129-1'～n'）を備える。フェージング対策部（133）は、複数の移動局の各々に対応するフェージング対策手段（133-1'～n'）を備える。

【0018】

この場合、拡散復調手段（一般に、アンテナ素子107-nに対応する拡散復調手段125-n）は、複数の移動局（101-1'～n'）の各々に対応する拡散符号（図示せず）と、上記周波数変換（ $n \times f_0$ ）における基準周波数（ f_0 ）との差（ $- (n - 1) \times f_0$ ）に基づいた拡散復調処理をデジタル信号（121）に施して複数の移動局（101-1'～n'）毎に復調データ（127-n-1'，127-n-2'，……，127-n-n'）を出力する。この時、上記復調データの各々には、拡散復調手段（125-n）による処理が施された旨を示す履歴データ（n）が付加される。

【0019】

次に、判定手段（一般に、移動局（101-n'）に対応する判定手段（129-n'））は、予め設定された移動局（101-n'）に対応する復調データ（127-1-n'，127-2-n'，……，127-n-n'）を入力し、移動局（101-n'）の到来方向を特定する為の遅延時間判定（図7参照）を実行する。

【0020】

上記構成とする事により、合成信号（117）及び周波数逆変換された合成信号（157、図5参照）の周波数スペクトルは（図6（A）及び図6（B）参照）、複数のアンテナ素子（107-1～n）の各々に対応する受信信号（109

$-1 \sim n$ の周波数スペクトルにより形成される。複数のアンテナ素子の各々に対応する受信信号の周波数スペクトル (a, b, \dots, c) は、上記周波数変換における基準周波数 (f_0) に基づいて、互いに重ならず実質的に連続して周波数軸上に分布する。

【0021】

従って、複数のアンテナ素子 ($107-1 \sim n$) の各々に対応する受信信号 ($109-1 \sim n$) 間における位相差は、デジタル信号 (121) において実質的に保持される。従って、信号処理部123における上記拡散復調処理及び遅延時間判定処理を介して、複数の無指向性アンテナ素子の各々に対応する受信信号間の位相差は、正確に検出される。複数の移動局の各々の到来方向は、正確に認識される。

【0022】

又、本発明の他の観点における符号分割多元接続システムにおける基地局 (105'，図9参照) は、複数のアンテナ素子 ($107-1 \sim n$) が、2つに限定され実現される。

【0023】

尚、上記構成要件に付された符号(番号)は、本発明の理解を容易にする為に付されたものであり、特許請求の範囲の解釈に際して参酌されるべきではない。

【0024】

【発明の実施の形態】

本発明の符号分割多元接続(CDMA)システムにおける基地局の実施の形態は、添付図面に基づいて以下に詳細に説明される。図1に、本発明の第1の実施の形態に係る基地局105を収容するCDMA方式による移動体通信システムが示される。

【0025】

CDMA方式による移動体通信システムは、複数の移動局 ($101-1' \sim n'$) と、基地局105とにより実現される。複数の移動局 ($101-1' \sim n'$) の各々は、固有の拡散符号による拡散変調を送信すべきデータ(変調データ)に施し、送信信号 ($103-1' \sim n'$) を送信する。

【0026】

基地局105には、送信信号（103-1'～n'）の受信手段として、アダプティブ・アレイアンテナが採用される。アダプティブ・アレイアンテナ（アンテナ部）は、複数のアンテナ（複数のアンテナ素子）107-1～nにより構成される。アンテナ107-1～nは、無指向性のアンテナである。各アンテナ間は、 $\lambda/4$ (λ : 使用周波数の波長) 以上の間隔を隔てて設置される。

【0027】

尚、図1において、移動局の数n' とアンテナの数nとは、必ずしも同数ではなく、“n'”と“n”的関係は、本発明を限定するものではない。この事は、信号処理手段123の詳細説明において後述される。

【0028】

基地局105はアンテナ部と、周波数変換部111と、合成部115と、受信部119及び信号処理部123とから構成される。

【0029】

アンテナ部は、複数の移動局101-1'～n'の各々に対応する拡散変調が施された送信信号103-1'～n'を受信する為のアンテナ107-1～nを複数備える。一般的に、アンテナ107-nは、複数の移動局101-1'～n'の各々に対応する送信信号103-1'～n'を受信する。

【0030】

周波数変換部111は、複数のアンテナ107-1～nの各々に対応して、受信信号109-1～nに周波数変換を施す。この周波数変換処理は、複数のアンテナ素子（107-1～n）の各々に対応して実行される。受信信号（109-1～n）の中心周波数は、基準周波数（ f_0 ）の整数倍（1からアンテナ素子の全体数n）に変換される。

【0031】

図2を参照して、一般的に、アンテナ107-nに対応する受信信号109-nの中心周波数は、周波数“n × f_0 ”を与える信号と混合され、シフトされる。

【0032】

合成部115は、周波数変換された受信信号113-1～nを合成して合成信号117を生成する。本実施の形態において、合成部115は、マイクロストリップラインによるウィルキンソンのハイブリッドが採用される。

【0033】

受信部119は、合成信号117に周波数逆変換を施し、周波数逆変換された合成信号（157、図5参照）を生成する。周波数逆変換された合成信号は、アナログ信号である。更に、受信部119は、周波数逆変換された合成信号をデジタル信号121に変換する。

【0034】

信号処理部123は、複数のアンテナ（107-1～n）の各々に対応して、拡散復調処理をデジタル信号121に施す。この拡散復調処理は、複数の移動局（101-1～n）の各々に固有の拡散符号と、上記周波数変換における変換周波数差に基づいて実行される。更に、信号処理部123は、上記拡散復調処理に基づいて、複数の移動局（101-1'～n'）の各々の到来方向を判定する。

【0035】

図4に、周波数変換部111の詳細構成が示される。周波数変換部111は、複数のアンテナ107-1～nの各々に対応する周波数変換手段を備える。一般的に、アンテナ107-nに対応する周波数変換手段は、増幅器（増幅手段）135-nと、発振器（発振手段）141-n及びミキサ（混合手段）139-nとにより構成される。

【0036】

増幅器135-nは、受信信号109-nを増幅する。アンテナ101-nにより受信された受信信号109-nは、後述のミキサ139-nによるNF特性の悪化を防ぐ為に、低NF特性を有する増幅器135-nにより増幅される。発振器141-nは、局部発振された信号を発生する。局部発振された信号は、アンテナ107-nに対応する周波数（ $n \times f_0$ ）を有する。

【0037】

ミキサ139-nは、増幅された受信信号137-nを上記周波数（ $n \times f_0$ ）

)に基づいて周波数変換する。ミキサ139-nは、周波数変換された受信信号113-nを出力する。周波数変換された受信信号113-nは、合成部115に入力される。

【0038】

本実施の形態において、ミキサ139-nは、ダブルバランスドミキサ、或いはトランジスタにより構成される。発振器141-nは、PLL(Phase Locked Loop)回路で構成される。PLL回路は、任意の発振周波数を有する局部発振された信号を発生できる。

【0039】

図5に、受信部119の詳細構成が示される。本実施の形態において、受信部119は、ダブルスーパー ヘテロダイン方式により構成される。受信部119は増幅器143と、フィルタ(145, 151及び159)と、PLL回路(147及び153)と、ミキサ(149及び155)及びアナログ/デジタル変換器(A/D変換器)161とから構成される。

【0040】

増幅器143は、合成部115からの合成信号117に増幅処理を施して、増幅された合成信号(図示せず)を出力する。増幅器143は、低NF特性を有する。フィルタ(145, 151及び159)の各々は、予め設定された周波数特性に基づいて、入力された信号の受信周波数帯域外の周波数成分を除去する。特に、フィルタ(151及び159)は、周波数逆変換(ダウンコンバート)による不要輻射を除去する。

【0041】

フィルタ145は、増幅された合成信号にフィルタリング処理を施して第1フィルタリング信号(図示せず)を出力する。ミキサ149は、PLL回路147から発生された信号に基づいて、第1フィルタリング信号に(第1)周波数逆変換処理を施す。

【0042】

更に、フィルタ151は、周波数逆変換された第1フィルタリング(図示せず)にフィルタリング処理を施して第2フィルタリング信号を発生する。ミキサ1

55は、PLL回路153から発生された信号に基づいて、第2フィルタリング信号に（第2）周波数逆変換処理を施す。

【0043】

ダブルスーパー・ヘテロダイン方式に従い、最終的に周波数逆変換された第2フィルタリング信号（周波数逆変換された合成信号157）が出力される。周波数逆変換された合成信号157は、A/D変換器161によりデジタル信号121に変換され、出力される。

【0044】

本実施の形態において、PLL回路（147, 153）の各々には、VCO（Voltage Control Oscillator）が採用される。ミキサ（149及び155）の各々は、周波数逆変換処理を実行する為のダブルバランスドミキサ或いはトランジスタで構成される。

【0045】

図2を参照して、信号処理部123は、拡散復調部125と判定部129及びフェージング対策部133とを備える。拡散復調部125は、複数のアンテナ（107-1～n）の各々に対応する拡散復調手段（125-1～n）を備える。

【0046】

判定部129は、複数の移動局101-1'～n'の各々に対応する判定手段129-1'～n'を備える。フェージング対策部133は、複数の移動局101-1'～n'の各々に対応するフェージング対策手段133-1'～n'を備える。

【0047】

一般的に、拡散復調手段125-nは、複数の移動局101-1'～n'の各々に対応する拡散符号（図示せず）と、上記周波数変換（周波数（n×f₀））における基準周波数（f₀）との差（-(n-1)×f₀）に基づいた拡散復調処理をデジタル信号121に施す。

【0048】

更に、拡散復調手段125-nは、複数の移動局101-1'～n'毎に復調データ（127-n-1', 127-n-2', ……, 127-n-n'）を出

力する。この時、上記復調データの各々には、拡散復調手段125-nによる処理が施された旨を示す履歴データが付加される。拡散復調処理の詳細は後述される。

【0049】

一般的に、判定手段129-n'は、予め設定された移動局（この場合、移動局101-n'）に対応する復調データ（127-1-n'，127-2-n'，……，127-n-n'）を入力し、移動局（101-n'）の到来方向を認識する為の遅延時間判定処理を実行する。

【0050】

一般的に、フェージング対策手段133-n'は、移動局毎の復調データ群131-n'を入力する。移動局毎の復調データ群131-n'は、予め設定された移動局（この場合、移動局101-n'）に対応する復調データ（127-1-n'，127-2-n'，……，127-n-n'）から形成される。フェージング対策手段133-n'は、移動局毎の復調データ群131-n'にRAKE合成処理を施す。

【0051】

尚、拡散復調部125、判定部129及びフェージング対策部133は、論理的な構成要件であり、実際のハードウェア構成を制限しない。従って、処理順序の変更或いは統合された構成により実現される。

【0052】

次に、本実施の形態に係るCDMAシステムにおける基地局の動作が説明される。図2を参照して、複数の移動局101-1'～n'の各々は、スペクトラム拡散された送信信号103-1'～n'を各々出力する。送信信号103-1'～n'は、アンテナ107-1～nにより受信される。

【0053】

移動局101-1'～n'の各々は、送信データ系列としてN1'，N2'，…，Nn'を各々有する。送信データ系列の各々は、移動局固有の拡散符号X1'，X2'，…，Xn'の各々により拡散変調が施され、無線周波数fを有する送信信号101-1'～n'として出力される。

【0054】

送信信号(103-1' ~ n')は、送信信号103-1'が $f(1')$ (= $N1' * X1' + f$)、送信信号103-2'が $f(2')$ (= $N2' * X2' + f$)、と定義され、更に、送信信号103-n'が $f(n')$ (= $Nn' * Xn' + f$)と定義される。

【0055】

この場合、“*Xn’”は、拡散処理を表す論理表現を示す。又、“+f”は、周波数変換を表す論理表現を示す。上述された定義に基づく送信信号 $f(1') ~ f(n')$ は、アンテナ107-1~nにより受信される。

【0056】

図3に、例として、ある移動局からの送信信号($\sin(\omega t)$)が複数のアンテナ107-1~nの各々により受信される様子が示される。本実施の形態において、複数のアンテナ107-1~nの各々は、物理位置が異なる。

【0057】

送信信号($\sin(\omega t)$)を受信する際に、アンテナへの入射角($\theta_1 ~ \theta_n$)に応じた位相差が生じる。従って、受信するアンテナにより、受信信号の位相が異なる為、受信信号間の位相差が異なる。

【0058】

例えば、アンテナ107-1で受信された送信信号は、到來波と比較して“ $\sin(\omega t + \theta_1)$ ”となる。アンテナ107-nで受信された送信信号は、“ $\sin(\omega t + \theta_n)$ ”となる。

【0059】

合成部115(図1, 2参照)により、受信信号109-1~nを合成した場合、位相の異なる信号を合成する事になる。この場合、信号処理部123は、拡散復調の際に送信信号を受信したアンテナ、及び到來波との位相差が判断できない。更に、信号処理部123は、アンテナの指向性が決定できず、アダプティブアレイアンテナの適切な制御が難しい。そこで本発明における周波数変換処理が実行される。

【0060】

図2を参照して、アンテナ107-1に対応する受信信号109-1は、局部発振された信号（周波数 f_0 ）に基づいて周波数変換される。受信信号109-1を形成する各送信信号は、周波数変換部111により、以下の様に周波数シフトされる。

【0061】

送信信号 $f(1')$ の成分は周波数シフトされ、信号成分 $f_1(1') (= f(1') + f_0)$ となる。送信信号103-2'の成分は周波数シフトされ、信号成分 $f_1(2') (= f(2') + f_0)$ となる。更に、送信信号103-n'の成分は周波数シフトされ、信号成分 $f_1(n') (= f(n') + f_0)$ となる。

【0062】

次に、アンテナ107-2に対応する受信信号109-2は、局部発振された信号（周波数 $2 \times f_0$ ）に基づいて周波数変換される。受信信号109-2を形成する各送信信号は、周波数変換部111により、以下の様に周波数シフトされる。

【0063】

送信信号 $f(1')$ の成分は周波数シフトされ、信号成分 $f_2(1') (= f(1') + 2 \times f_0)$ となる。送信信号103-2'の成分は周波数シフトされ、信号成分 $f_2(2') (= f(2') + 2 \times f_0)$ となる。更に、送信信号103-n'の成分は周波数変換され、信号成分 $f_2(n') (= f(n') + 2 \times f_0)$ となる。

【0064】

更に、アンテナ107-nに対応する受信信号109-nは、局部発振された信号（周波数 $n \times f_0$ ）に基づいて周波数変換される。受信信号109-nを形成する各送信信号は、周波数変換部111により、以下の様に周波数シフトされる。

【0065】

送信信号 $f(1')$ の成分は周波数シフトされ、信号成分 $f_n(1') = f(1') + n \times f_0$ となる。送信信号 $f(2')$ の成分は周波数シフトされ、信

号成分 $f_{n'}(2') = f(2') + n \times f_0$ となる。更に、送信信号 $f(n')$ の成分は周波数シフトされ、信号成分 $f_{n'}(n') (= f(n') + n \times f_0)$ となる。

【0066】

従って、受信信号の中心周波数は、複数のアンテナ (107-1~n) の各々に対応して、($f_0 \times$ 整数倍, (1からアンテナの全体数n))だけ周波数シフトされる。周波数変換された受信信号113-1~nは、合成部115に入力し、合成信号117として出力される。

【0067】

合成部115は、上記周波数シフトされた信号成分を入力して合成する。合成信号117 (f_{SUM}) は、以下の様に示される。

【数1】

$$\begin{aligned} f_{SUM} = & \{ (f_{1'}(1') + f_{1'}(2') + \dots + f_{1'}(n')) \\ & + (f_{2'}(1') + f_{2'}(2') + \dots + f_{2'}(n')) \\ & + \dots + (f_{n'}(1') + f_{n'}(2') + \dots + f_{n'}(n')) \} \end{aligned}$$

【0068】

図6(A)に、合成信号117の周波数スペクトルが示される。合成信号117の周波数スペクトルは、複数のアンテナ (107-1~n) の各々に対応する受信信号 (109-1~n) の周波数スペクトルにより形成される。

【0069】

スペクトルaは、アンテナ107-1に対応する受信信号109-1に対応する。スペクトルbは、アンテナ107-2に対応する受信信号109-2に対応する。スペクトルcは、アンテナ107-nに対応する受信信号109-nに対応する。

【0070】

図6(A)において、受信信号 (109-1, 2, ..., n) の周波数スペクトル (a, b, ..., c) は、基準周波数 (f_0) に基づいて、互いに重ならず実質的に連続して (マルチキャリア) 、周波数軸上に分布する。

【0071】

尚、発振器141-1～nにより局部発振された信号間の位相誤差は、限りなく少ない事が要求される。その位相誤差は、受信信号内の1フレームにおいて3°以内が好ましい。この事は、複数のアンテナ(107-1～n)の各々に対応する局部発振された信号が、位相ノイズによる位相誤差が生じた場合、受信信号の空間における正確な位相差検出を妨げられる事に基づく。

【0072】

次に、受信部119の処理が実行される。受信部119に入力された合成信号117は、増幅器143により増幅される。フィルタ145は、増幅された合成信号を入力し、受信周波数帯域内の信号成分のみろ波された第1フィルタリング信号を出力する。

【0073】

ミキサ149は、PLL回路147により局部発振された信号に基づいて、無線周波数帯域の第1フィルタリング信号をIF(Intermediate Frequency)帯域の信号に変換する。

【0074】

フィルタ151は、上記IF信号を入力し、不要な信号成分を除去して第2フィルタリング信号を出力する。ミキサ155は、PLL回路153により局部発振された信号に基づいて、第2フィルタリング信号をデジタル信号として変換可能な周波数帯域までダウンコンバートして、周波数逆変換された合成信号157を出力する。

【0075】

受信部119は、[数1]にて定義された合成信号117を入力する。受信部119は、合成信号117が有する周波数帯域をベースバンド処理が可能なIF周波数帯域に変換する。この場合、周波数逆変換された合成信号157(F_{SU})は、[数1]に対応して以下の様に示される。

【数2】

$$\begin{aligned} F_{\text{SUM}} = & \{ (F_1(1') + F_1(2') + \dots + F_1(n')) \\ & + (F_2(1') + F_2(2') + \dots + F_2(n')) \\ & + \dots + (F_n(1') + F_n(2') + \dots + F_n(n')) \} \end{aligned}$$

ここで、【数2】における関数Fは、【数1】における関数fに周波数逆変換を施して得られる。

【0076】

図6(B)に、周波数逆変換された合成信号157の周波数スペクトラム図が示される。図6(B)において、受信信号(109-1, 2, ..., n)の周波数スペクトル(a, b, ..., c)は、基準周波数(f_0)に基づいて、互いに重ならず実質的に連続して(マルチキャリア)、周波数軸上に分布する。

【0077】

フィルタ159は、A/D変換器161におけるサンプリング周波数に基づいて、周波数逆変換された合成信号157の不要な周波数成分を除去する。A/D変換器161は、デジタル信号121を出力する。このデジタル信号121において、受信信号(109-1~n)間における位相差は、実質的に保持される

【0078】

信号処理部123は、デジタル信号121を入力する。周波数逆変換された合成信号157は、論理的に分配され、拡散復調処理が施される。

【0079】

拡散復調部125における拡散復調手段125-1は、受信信号(デジタル信号121)に対して、拡散復調すべきデータ系列に対応した拡散符号を乗算する。この場合、拡散符号の周波数と復調すべきデータ系列の周波数が同一である事が条件とされる。移動局101-1'に対応する拡散符号は、“X1'”である。移動局101-2'に対応する拡散符号は、“X2'”である。更に、移動局101-n'に対応する拡散符号は、“Xn'”である。

【0080】

アンテナ107-2に対応する受信信号109-2には、アンテナ107-1を基準として、“ f_0 ”だけの周波数シフトが施されている。従って、各々の拡散符号に対し“ $-f_0$ ”が乗算された拡散符号を用いて、デジタル信号121に対して拡散復調が施される。

【0081】

アンテナ107-2に対応する拡散復調手段125-2において設定される拡散符号は、次の様になる。移動局101-1'に対応する拡散符号は、 $X_1' * (-f_0)$ となる。移動局101-2'に対応する拡散符号は、 $X_2' * (-f_0)$ となる。更に、移動局101-n'に対応する拡散符号は、 $X_n' * (-f_0)$ となる。この場合、“ $-f_0$ ”は、周波数変換部によるシフトとは逆側へのシフトを表す論理表現を示す。“* ($-f_0$)”は、乗算を表す論理表現を示す。

【0082】

同様に、アンテナ107-nに対応する拡散復調手段125-nにおいて設定される拡散符号は、次の様になる。移動局101-1'に対応する拡散符号は、 $X_1' * \{- (n-1) f_0\}$ となる。移動局101-2'に対応する拡散符号は、 $X_2' * \{- (n-1) f_0\}$ となる。更に、移動局101-n'に対応する拡散符号は、 $X_n' * \{- (n-1) f_0\}$ となる。

【0083】

上記拡散符号に基づく拡散復調処理により受信信号の拡散が解除され、復元すべきデータ系列のみが復調される。周波数変換部111による周波数シフト成分も補償される。ここで、拡散復調処理を施した拡散復調手段の履歴データが、復調データ系列（復調データ）に付加される。

【0084】

一般に、移動局101-1'に対応する送信データ系列 N_1' が、 $N_1' = \{\alpha, \beta, \gamma, \dots\}$ である場合、拡散復調手段125-nにより拡散復調された復調データ系列 N_1'' は、 $N_1'' = \{n, \alpha, \beta, \gamma, \dots\}$ となる。

【0085】

拡散復調手段125-1～nの各々は、拡散復調処理の履歴を与えるデータを

復調データ系列に付加する。従って、復調データ系列から拡散復調手段を識別できる。更に、復調データ系列に対応するアンテナが特定される。

【0086】

拡散復調手段 $125-1 \sim n$ において生成された復調データ $(127-1-1' \sim n', 127-2-1' \sim n', \dots, 127-n-1' \sim n')$ は、判定部 129 に入力する。判定手段 $129-1' \sim n'$ の各々は、複数の移動局 $101-1' \sim n'$ の各々に対応する復調データ系列を入力し、遅延時間判定処理を実行する。

【0087】

判定手段 $129-1'$ は、移動局 $101-1'$ に対応する復調データ系列 $(127-1-1', 127-2-1', \dots, 127-n-1')$ を入力する。判定手段 $129-2'$ は、移動局 $101-2'$ に対応する復調データ系列 $(127-1-2', 127-2-2', \dots, 127-n-2')$ を入力する。更に、判定手段 $129-n'$ は、移動局 $101-n'$ に対応する復調データ系列 $(127-1-n', 127-2-n', \dots, 127-n-n')$ を入力する。

【0088】

図7(A)に、判定手段 $129-1'$ における遅延時間判定図が示される。復調データ系列 $(127-1-1', 127-2-1', \dots, 127-n-1')$ の各々は、同一の時間軸上に並べられる。

【0089】

拡散復調手段 $125-1$ により生成された復調データ系列 $127-1-1'$ の遅延時間が、最も少ない事が示される。従って、復調データ系列 $127-1-1'$ は、アンテナ $107-1$ で受信された送信信号 $103-1'$ であると判定される。更に、移動機 $101-1'$ は、アンテナ $101-1$ の方角から到来していると判断される。

【0090】

図7(B)に、判定手段 $129-2'$ における遅延時間判定図が示される。復調データ系列 $(127-2-2', 127-2-2', \dots, 127-n-2')$ の各々は、同一の時間軸上に並べられる。

【0091】

拡散復調手段125-2により生成された復調データ系列127-2-2'の遅延時間が、最も少ない事が示される。従って、復調データ系列127-2-2'は、アンテナ107-2で受信された送信信号103-2'であると判定される。更に、移動機101-2'は、アンテナ101-2の方角から到来していると判断される。

【0092】

判定手段129-1'～n'の各々に入力した復調データ系列は、移動局毎の復調データ群131-1'～n'としてフェージング対策部133に出力される。フェージング対策手段133-1'～n'の各々は、マルチパスフェージングの対策技術であるRAKE合成処理を実行する。

【0093】

復調データ系列(127-1-1'，127-2-1'，…，127-n-1')は、復調データ群131-1'を形成する。フェージング対策手段133-1'は、復調データ群131-1'を入力して、移動局101-1'に対応するRAKE合成処理を実行する。

【0094】

復調データ系列(127-1-2'，127-2-2'，…，127-n-2')は、復調データ群131-2'を形成する。フェージング対策手段133-1'は、復調データ群131-2'を入力して、移動局101-2'に対応するRAKE合成処理を実行する。

【0095】

更に、復調データ系列(127-1-n'，127-2-n'，…，127-n-n')は、復調データ群131-n'を形成する。フェージング対策手段133-n'は、復調データ群131-n'を入力して、移動局101-n'に対応するRAKE合成処理を実行する。

【0096】

尚、本実施の形態において、判定手段129-1'～n'及びフェージング対策手段133-1'～n'は、複数の移動局101-1'～n'の数だけ必要と

される。複数の移動局 $101-1' \sim n'$ の数は、基地局105が割当てられたサービスエリアの仕様に基づいてその上限が推定される。

【0097】

本実施の形態における基地局は、サービスエリアにおける複数の移動局の送信波の到来方向を正確に認識する。従って、アダプティブアレイアンテナとしてのアンテナの指向性は、最適に制御される。

【0098】

本実施の形態における基地局は、装置の小型化及び低価格化が図られる。周波数変換部111は、受信信号にアンテナに対応する周波数シフトを施す。周波数シフトされた受信信号の各々が合成された信号の周波数成分は、実質的に連続する。受信部119及び信号処理部123の各々は、複数のアンテナに対して共通に1つ設けられる。受信部119及び信号処理部123の各々は、受信信号 $109-1 \sim n$ 間の位相差が実質的に保持された状態で各々の処理を実行できる。

【0099】

次に、本発明の第2の実施の形態に係る基地局に関して説明される。本実施の形態における基地局は、前述の第1の実施の形態における周波数変換部111の構成が異なる。

【0100】

図8に、本実施の形態における周波数変換部 $111'$ の詳細構成が示される。尚、前述の第1の実施の形態における構成要素及び信号と同一のものには、同一符号が付され、説明が省略される（図2及び図4参照）。

【0101】

本実施の形態における周波数変換部 $111'$ は、複数のアンテナに共通の基準発振器141を備える。周波数変換部 $111'$ は、複数のアンテナ $107-1 \sim n$ の各々に対応する周波数変換手段と、基準周波数（ f_0 ）を与える信号を発生する為の基準発振器（発振手段）141とを備える。

【0102】

一般的に、アンテナ $107-n$ に対応する周波数変換手段は、增幅器（増幅手段）135- n と、ミキサ（混合手段）139及び遅倍回路（遅倍手段）142

-n とから構成される。本実施の形態において、遙倍回路 142-n は、バラクタダイオードで構成される。

【0103】

増幅器 135-n は、受信信号 109-n を増幅する。遙倍回路 142-n は、複数のアンテナ素子の各々に対応して予め設定された値 “n” に基づいて、局部発振された信号が有する基準周波数 (f_0) をシフトする。ミキサ 139-n は、増幅された受信信号 137-n をシフトされた基準周波数 ($n \times f_0$) に基づいて周波数変換する。

【0104】

本実施の形態における基地局は、共通の基準発振器 141 を 1 つ使用する。従って、複数のアンテナ 107-1～n の各々に対する受信信号間の位相は、周波数変換処理の前後で実質的に変化しない。受信信号間の位相差は、信号処理部 123 へ正確に伝達される。

【0105】

図 9 に、本発明の第 3 の実施の形態に係る CDMA システムにおける基地局が示される。本実施の形態における基地局 105' は、2 系統の空間ダイバーシチ方式とスペクトラム拡散通信システムとが組合される。尚、前述の第 1 及び第 2 の実施の形態の構成要素或いは信号と、同一のものには同一符号が付され、説明が省略される（図 2、図 4 或いは図 8 参照）。

【0106】

2 系統の空間ダイバーシチ方式に基づいて、2 つのアンテナ (107-1, 107-2) は、 $\lambda/4$ 以上の間隔を隔てて設置される。周波数変換部 111' は、2 つのアンテナ (107-1, 107-2) の各々に対する周波数変換手段として 2 系統分 ($n = 2$ とする) 備える。周波数変換手段は、第 1 或いは第 2 の実施の形態において前述された構成と同じである（図 4 或いは図 8 参照）。

【0107】

アンテナ 107-1 に対する受信信号 109-1 は、周波数変換部 111' により、その周波数が移動局毎に ($(f(1') + f_0), \dots, (f(n') + f_0)$) に変換される。アンテナ 107-2 に対する受信信号 109-2 は

、周波数変換部111'により、その周波数が移動局毎に(($f(1')$ +2 f_0), ..., ($f(n')+f_0$))に変換される。ここで、送信信号 $f(n')$ は、第1の実施の形態において前述されたものと同じである。

【0108】

周波数変換された受信信号113-1, 113-2は、合成部115'において合成される。受信部119'は、合成信号117に周波数逆変換を施し、更に、周波数逆変換された合成信号をデジタル信号121に変換する。

【0109】

信号処理部123'において、拡散復調部125'は、アンテナ107-1, 107-2の各々に対応する拡散復調手段125-1~2を備える。拡散復調手段125-1~2の各々は、第1の実施の形態において前述された拡散復調処理をデジタル信号121に施す。

【0110】

拡散復調手段125-1は、拡散復調処理を経て、移動局毎に復調データ(127-1-1', ..., 127-1-n')を出力する。拡散復調手段125-2は、拡散復調処理を経て、移動局毎に復調データ(127-2-1', ..., 127-2-n')を出力する。前述された第1の実施の形態と同様に、上記復調データの各々には、拡散復調手段の拡散復調処理の履歴データが付加される。

【0111】

判定部129'は、複数の移動局101-1'~n'の各々に対応する判定手段129-1'~n'を備える。判定手段129-1'は、移動局101-1'に対応する復調データ系列(127-1-1', 127-2-1', ..., 127-n-1')を入力する。

【0112】

判定手段129-2'は、移動局101-2'に対応する復調データ系列(127-1-2', 127-2-2', ..., 127-n-2')を入力する。更に、判定手段129-n'は、移動局101-n'に対応する復調データ系列(127-1-n', 127-2-n', ..., 127-n-n')を入力する。

【0113】

判定手段129-1'～n'の各々は、入力された復調データ系列に基づいて遅延時間判定処理を実行する。遅延時間判定処理は、前述の第1の実施の形態と同じ処理である（図7参照）。判定手段129-1'～n'の各々に入力した復調データ系列は、移動局毎の復調データ群131-1'～n'としてフェージング対策部133に出力される。

【0114】

フェージング対策部133は、複数の移動局101-1'～n'の各々に対応するフェージング対策手段133-1'～n'を備える。フェージング対策手段133-1'～n'の各々は、フェージング対策技術である最大比合成ダイバーシチ処理を実行する。

【0115】

復調データ群131-1'は、復調データ系列（127-1-1'，127-2-1'，…，127-n-1'）により形成される。フェージング対策手段133-1'は、復調データ群131-1'を入力して、移動局101-1'に対応する最大比合成ダイバーシチ処理を実行する。

【0116】

復調データ群131-2'は、復調データ系列（127-1-2'，127-2-2'，…，127-n-2'）により形成される。フェージング対策手段133-1'は、復調データ群131-2'を入力して、移動局101-2'に対応する最大比合成ダイバーシチ処理を実行する。

【0117】

更に、復調データ群131-n'は、復調データ系列（127-1-n'，127-2-n'，…，127-n-n'）により形成される。フェージング対策手段133-n'は、復調データ群131-n'を入力して、移動局101-n'に対応する最大比合成ダイバーシチ処理を実行する。

【0118】

以上の様に、本実施の形態における基地局105'は、移動局毎の復調データ系列を入力する事により、空間ダイバーシチ効果を得る事を可能にする。

【0119】

【発明の効果】

本発明による符号分割多元接続システムにおける基地局は、複数の無指向性アンテナの各々に対応する受信信号間の位相差を正確に検出する。従って、複数の移動局の各々の到来方向が正確に認識される。

【図面の簡単な説明】

【図1】

図1は、本発明の基地局を収容する符号分割多元接続システムの概念を説明する為のブロック構成図である。

【図2】

図2は、本発明の第1の実施の形態に係る符号分割多元接続システムにおける基地局の詳細構成を説明する為のブロック構成図である。

【図3】

図3は、本発明の第1の実施の形態に係る符号分割多元接続システムにおける基地局の動作の一部を説明する為のブロック構成図である。

【図4】

図4は、本発明の第1の実施の形態に係る基地局における周波数変換部の詳細構成を説明する為のブロック構成図である。

【図5】

図5は、本発明の第1の実施の形態に係る基地局における受信部の詳細構成を説明する為のブロック構成図である。

【図6】

図6は、本発明の本発明の第1の実施の形態に係る符号分割多元接続システムにおける基地局の動作の一部を説明する為の周波数スペクトル図である。

【図7】

図7は、本発明の本発明の第1の実施の形態に係る符号分割多元接続システムにおける基地局の動作の一部を説明する為のタイミング判定図である。

【図8】

図8は、本発明の第2の実施の形態に係る基地局における周波数変換部の詳細構成を説明する為のブロック構成図である。

【図9】

図9は、本発明の第3の実施の形態に係る符号分割多元接続システムにおける基地局の詳細構成を説明する為のブロック構成図である。

【符号の説明】

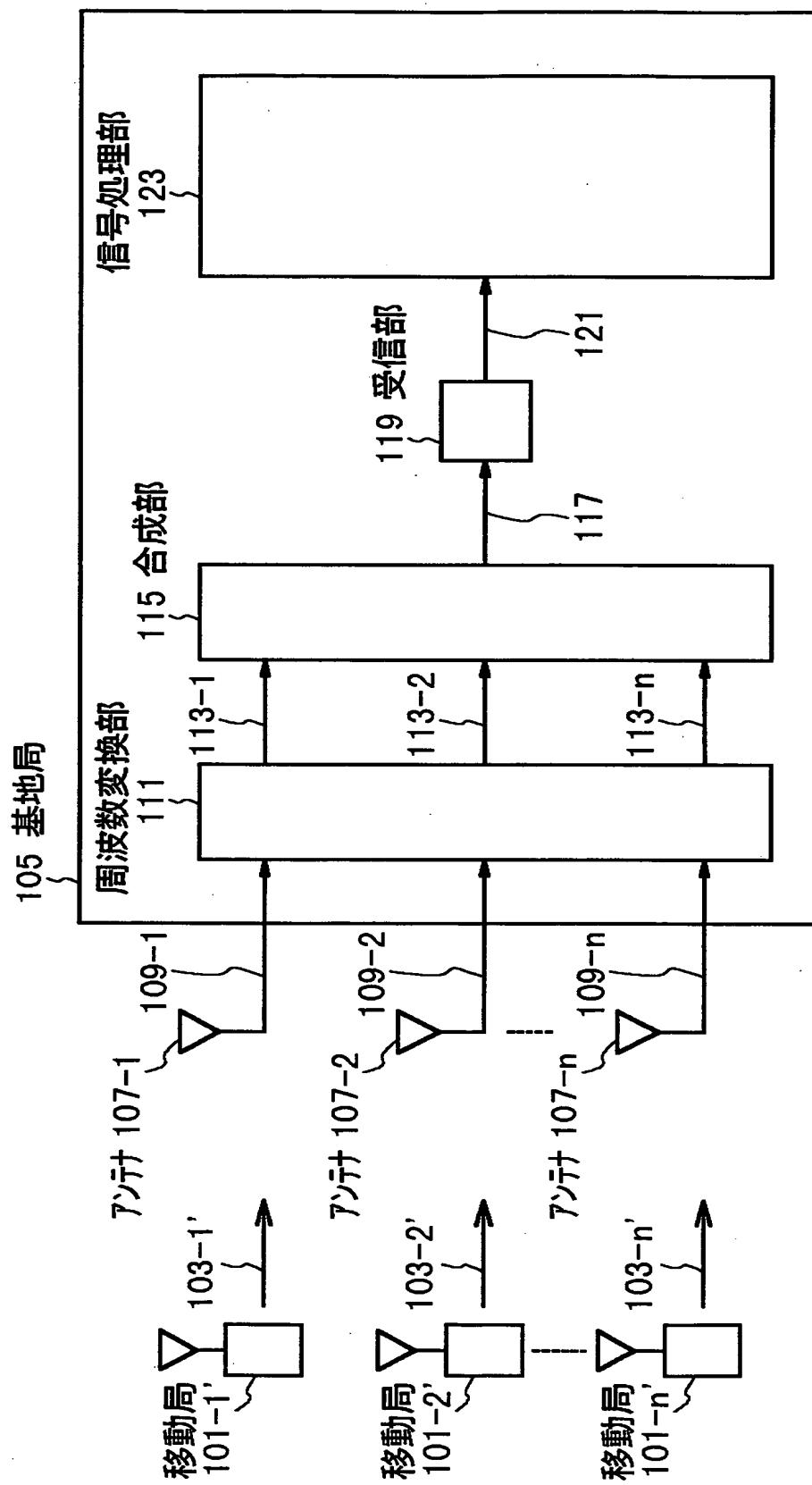
- 101-1' ~ n' : 移動局
- 103-1' ~ n' : 送信信号
- 105, 105' : 基地局
- 107-1 ~ n : アンテナ（アンテナ素子）
- 109-1 ~ n : 受信信号
- 111, 111', 111' : 周波数変換部
- 113-1 ~ n : 周波数変換された受信信号
- 115, 115' : 合成部
- 117 : 合成信号
- 119, 119' : 受信部
- 121 : ディジタル信号
- 123, 123' : 信号処理部
- 125, 125' : 拡散復調部
- 125-1 ~ n : 拡散復調手段
- 127-1-1' ~ n' ,
127-2-1' ~ n' ,
127-n-1' ~ n' : 復調データ
- 129, 129' : 判定部
- 129-1' ~ n' : 判定手段
- 131-1' ~ n' : 移動局毎の復調データ群
- 133, 133' : フェージング対策部
- 133-1' ~ n' : フェージング対策手段
- 135-1 ~ n, 143 : 増幅器
- 137-1 ~ n : 増幅された受信信号
- 139-1 ~ n, 149, 155 : ミキサ

141 : 基準発振器
141-1~n : 発振器
142-1~n : 遍倍回路
145, 151, 159 : フィルタ
147, 153 : PLL回路
157 : 周波数逆変換された合成信号
161 : アナログ／ディジタル変換器 (A／D変換器)
 f_0 : 基準周波数
 $\theta_1 \sim \theta_n$: 位相差
a : アンテナ107-1に対応する受信信号109-1の
周波数スペクトル
b : アンテナ107-2に対応する受信信号109-2の
周波数スペクトル
c : アンテナ107-nに対応する受信信号109-nの
周波数スペクトル

特平11-029336

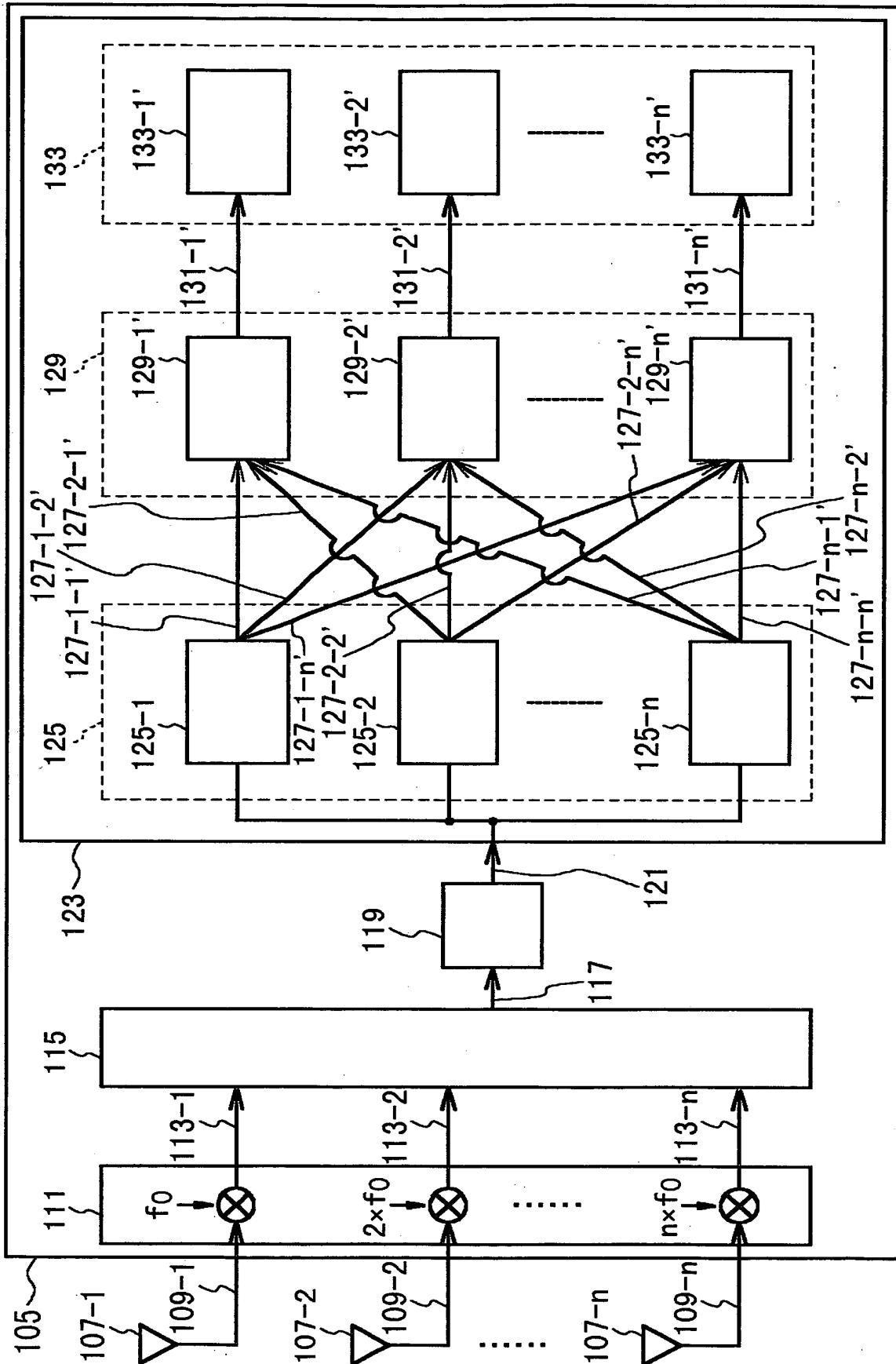
【書類名】 図面

【図1】

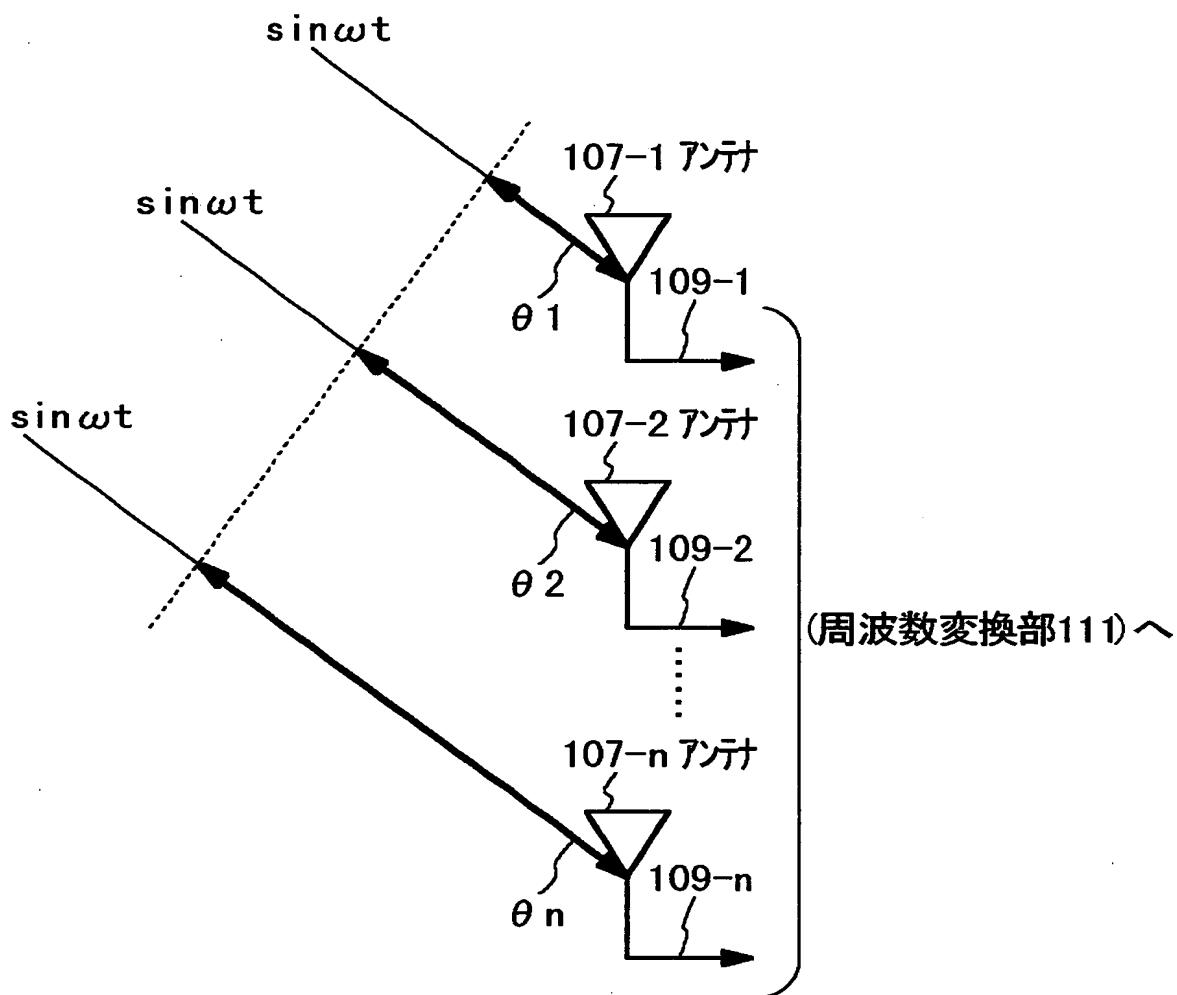


特平11-029336

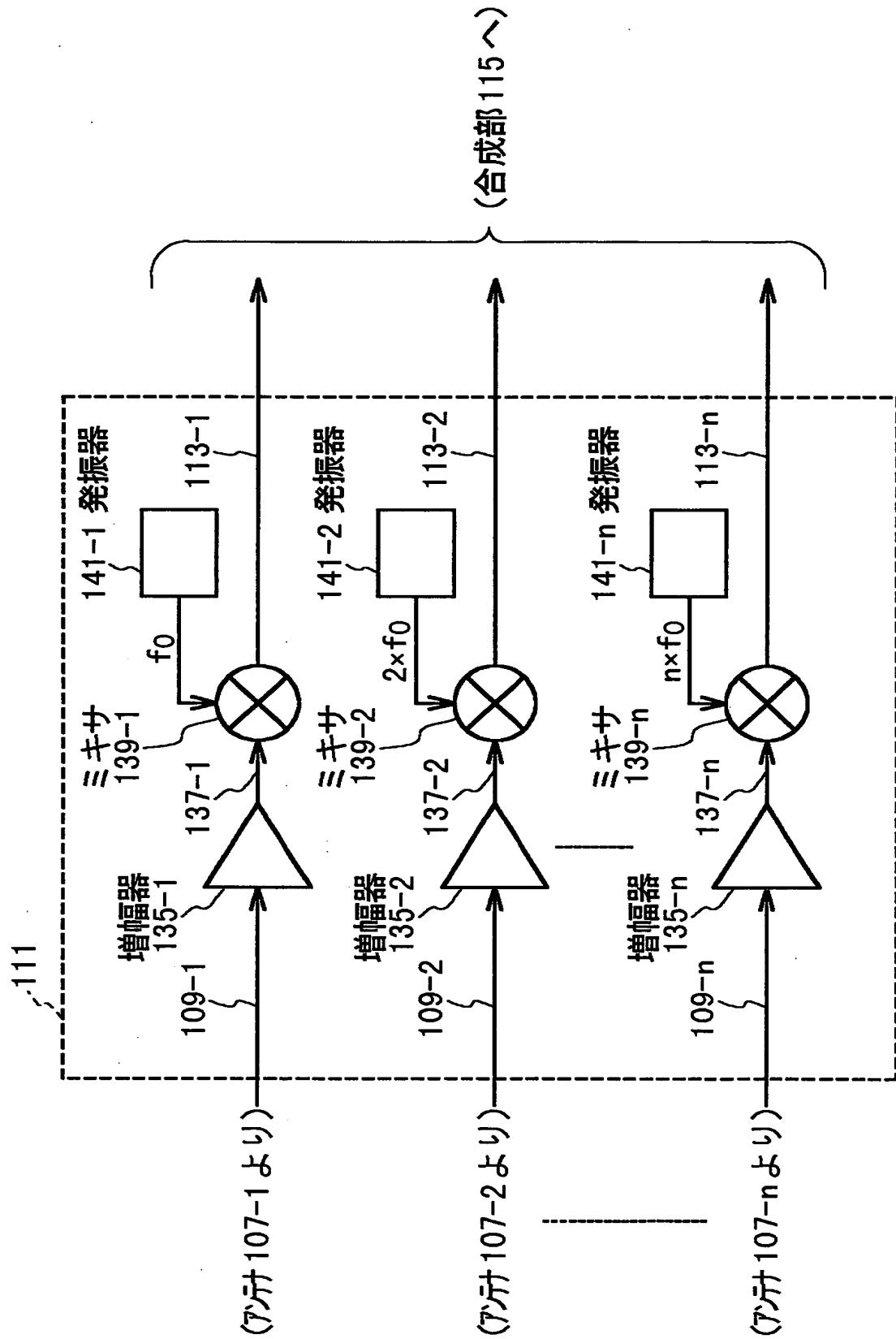
【図2】



【図3】

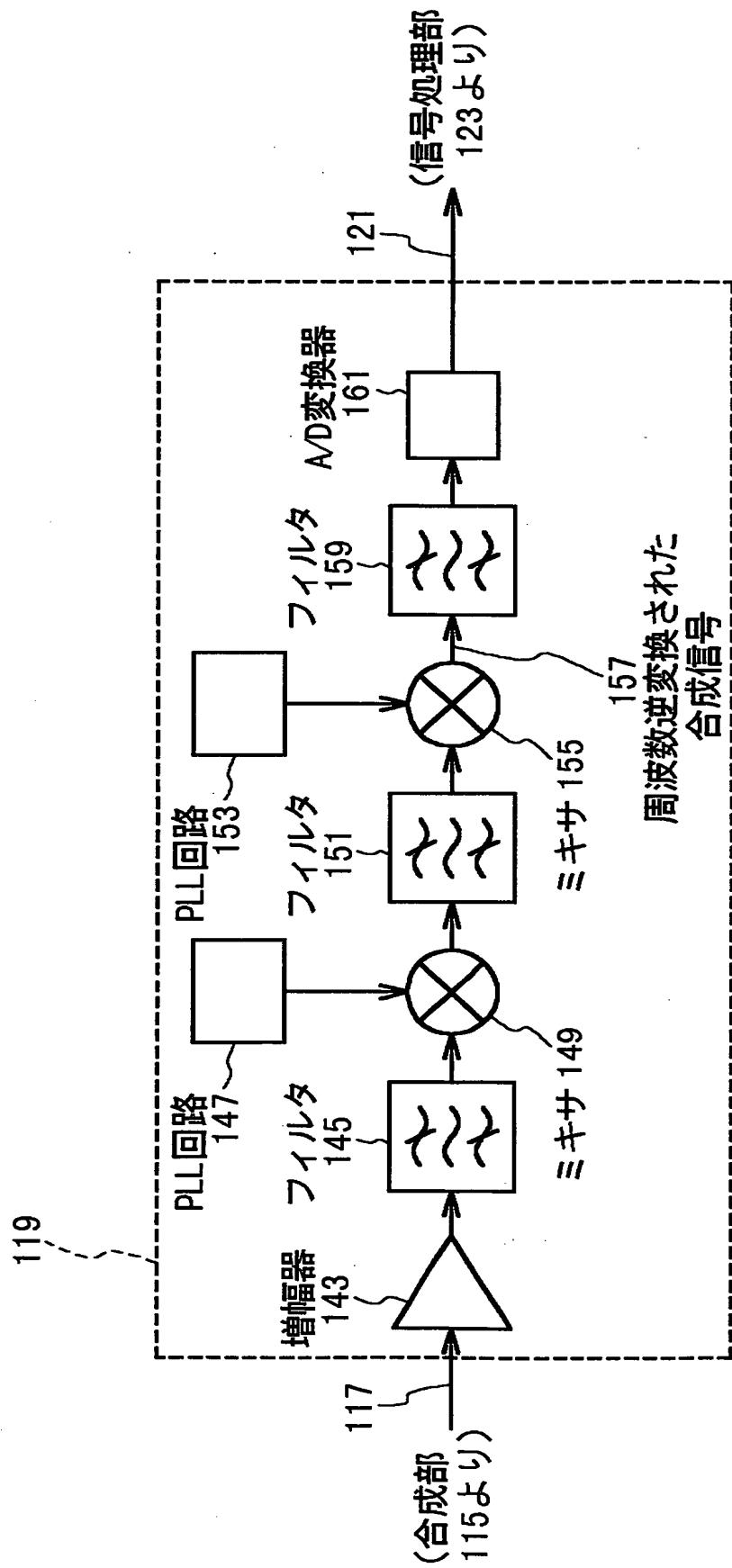


【図4】

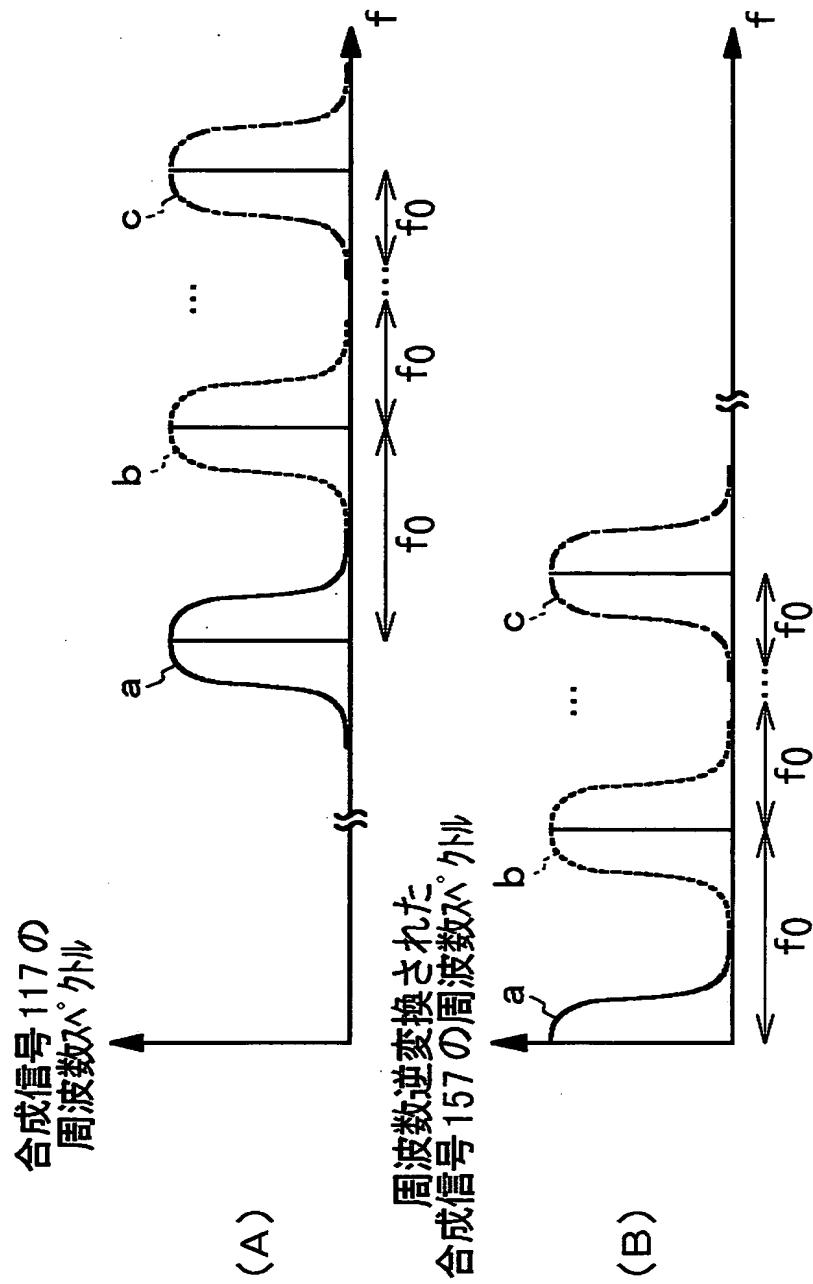


特平11-029336

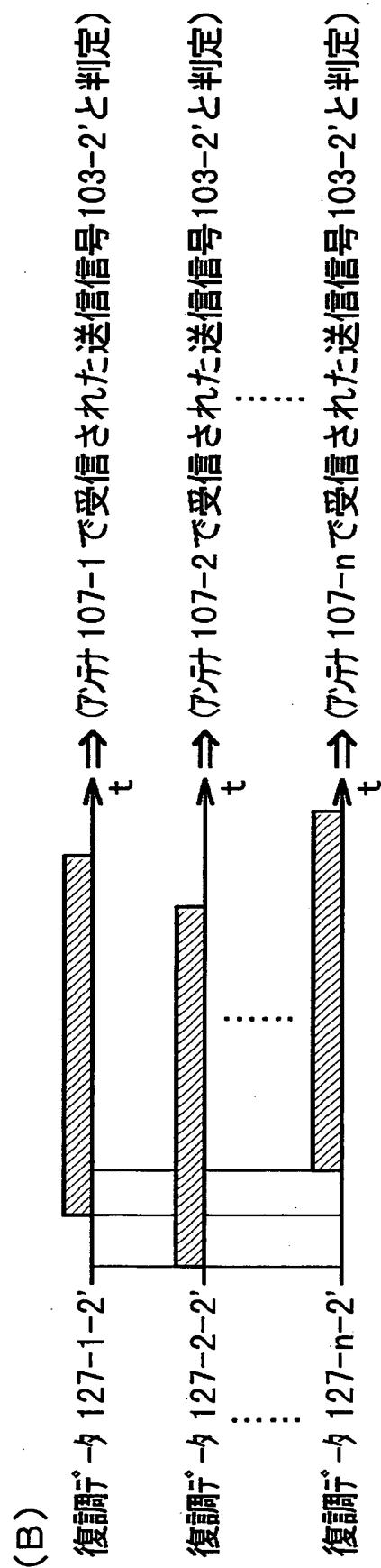
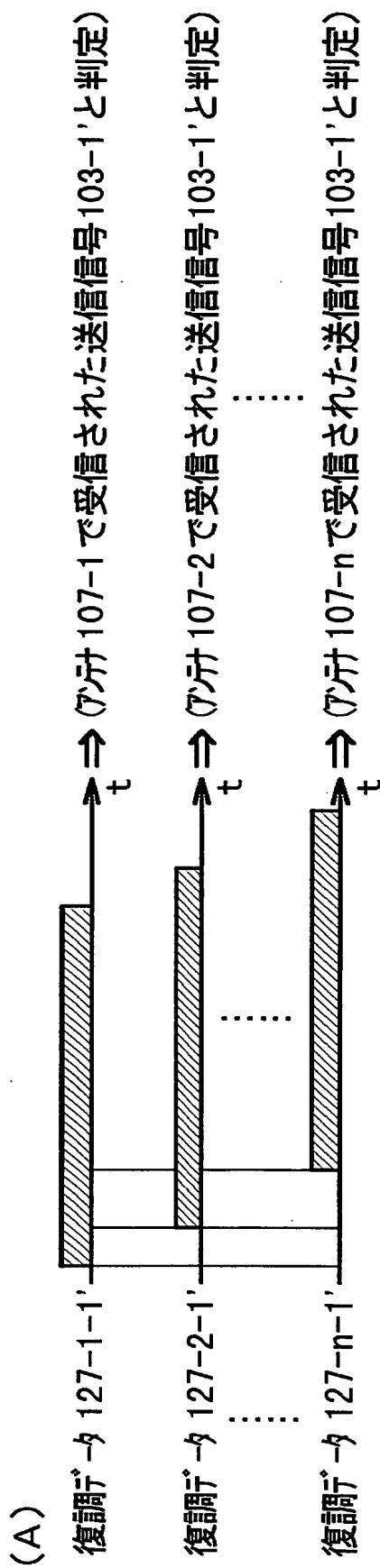
【図5】



【図 6】

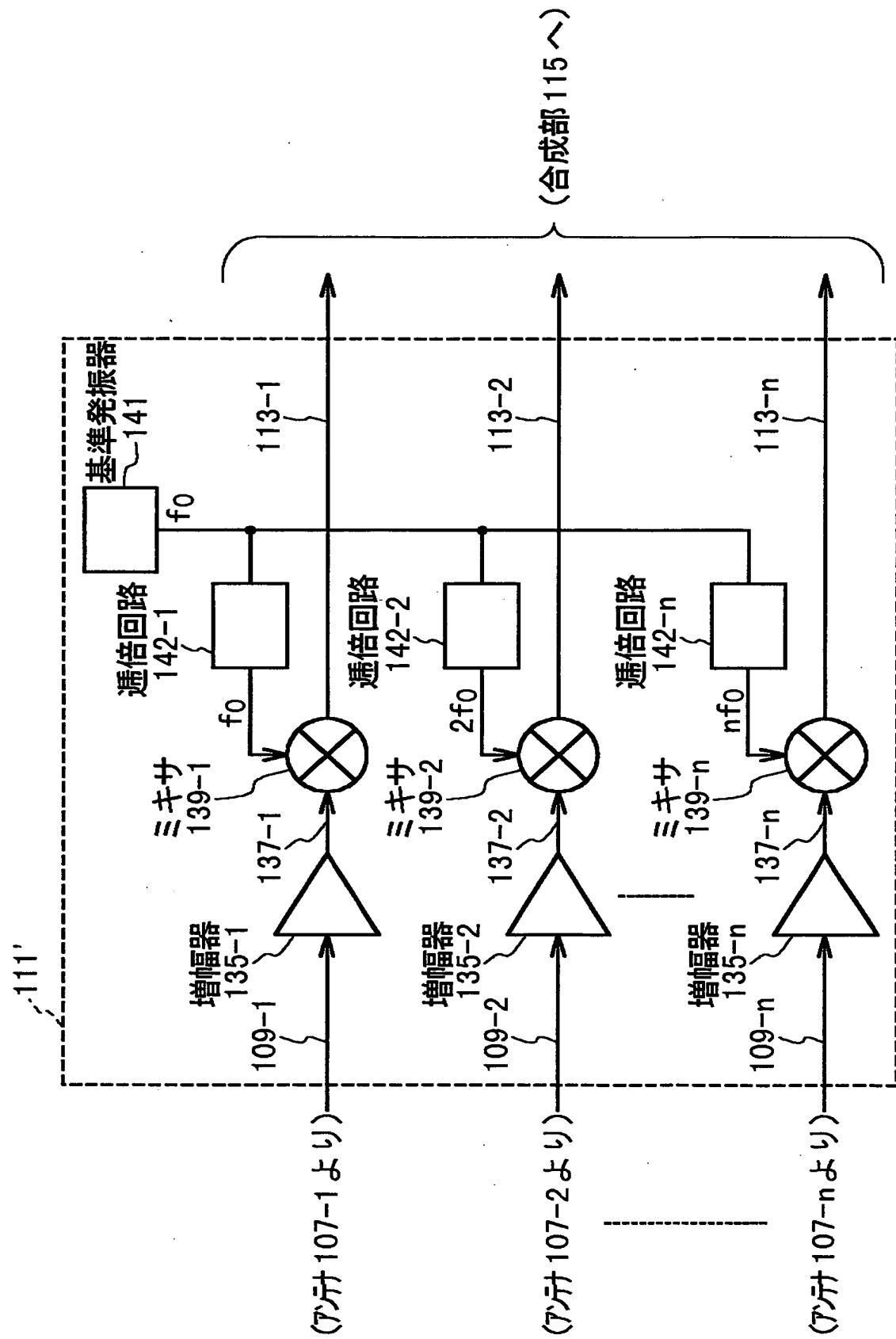


【図 7】



特平11-029336

【図8】



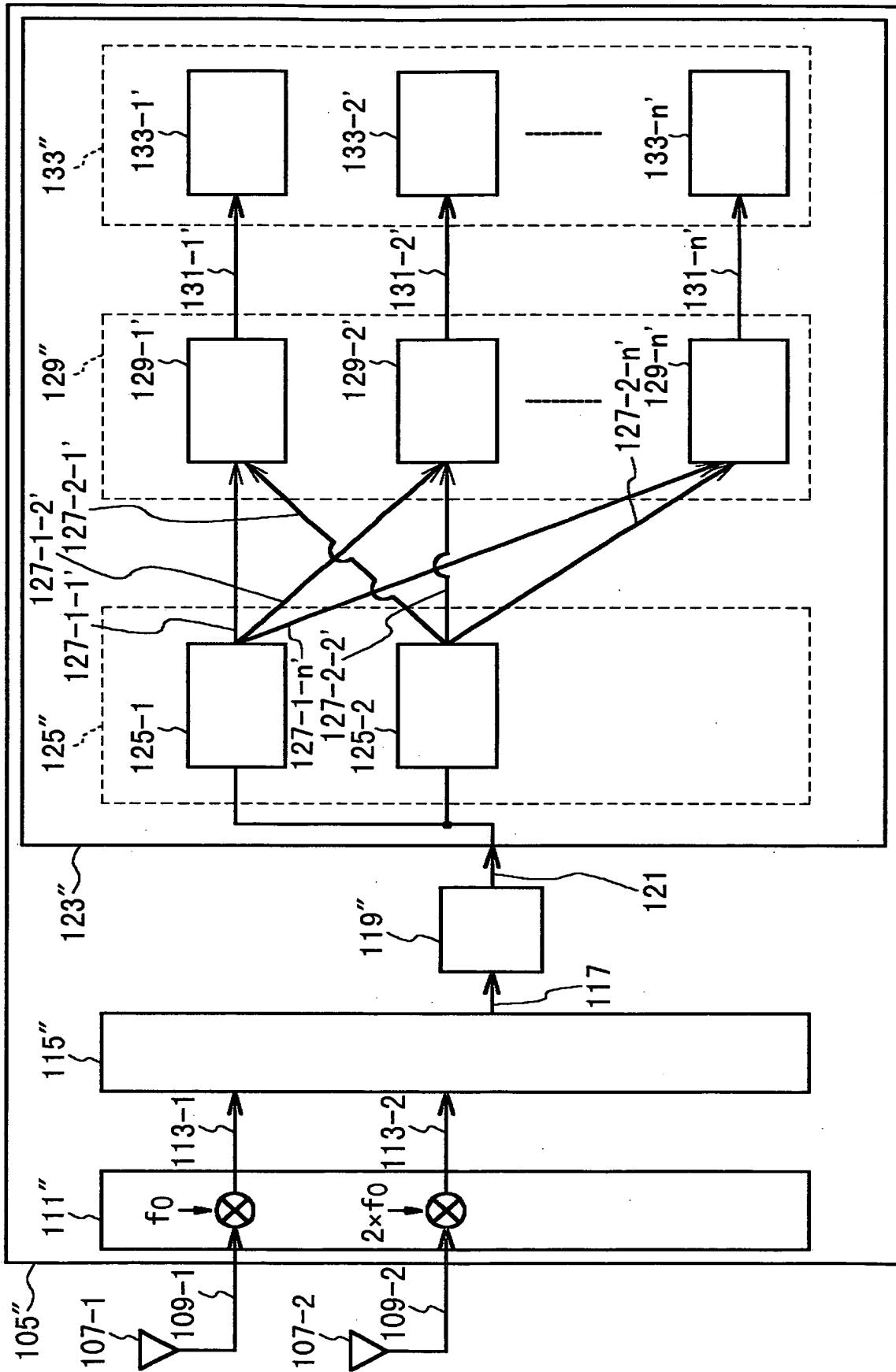
特平11-029336

【図9】

13

13

出証特平11-3072151



認定・付加情報

| | |
|---------|--------------------|
| 特許出願の番号 | 平成11年 特許願 第029336号 |
| 受付番号 | 59900102947 |
| 書類名 | 特許願 |
| 担当官 | 茨田 幸雄 6051 |
| 作成日 | 平成11年 4月 7日 |

<認定情報・付加情報>

【特許出願人】

【識別番号】 390010179

【住所又は居所】 埼玉県児玉郡神川町大字元原字豊原300番18

【氏名又は名称】 埼玉日本電気株式会社

【代理人】

【識別番号】 100102864

【住所又は居所】 東京都品川区南大井6丁目24番10号 カドヤ
第10ビル6階 工藤国際特許事務所

【氏名又は名称】 工藤 実

【選任した代理人】

【識別番号】 100099553

【住所又は居所】 東京都品川区南大井6丁目24番10号 カドヤ
第10ビル6階 工藤国際特許事務所

【氏名又は名称】 大村 雅生

次頁無

出願人履歴情報

識別番号 [390010179]

1. 変更年月日 1990年 9月21日

[変更理由] 新規登録

住 所 埼玉県児玉郡神川町大字元原字豊原300番18
氏 名 埼玉日本電気株式会社